

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **10302958 A**

(43) Date of publication of application: **13.11.1998**

(51) Int. Cl. **H05B 6/68**
H05B 6/66

(21) Application number: **09112213**
(22) Date of filing: **30.04.1997**

(71) Applicant: **MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD**
(72) Inventor: **YASUI KENJI**
MIHARA MAKOTO
BETSUSOU DAISUKE
SUENAGA HARUO
ISHIO YOSHIKI

(54) HIGH FREQUENCY HEATING DEVICE

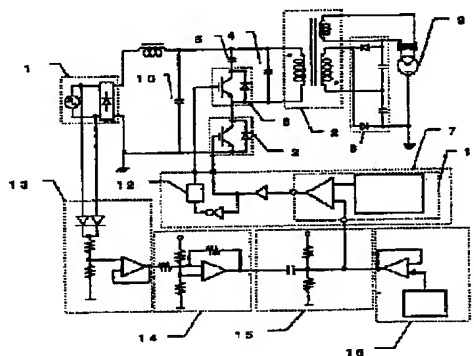
(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To minimize a current flowing in the first semiconductor switching element by forming an oscillator for which the ON-time ratio of a pulse signal to drive the first semiconductor switching element and the second semiconductor switching element can be set.

SOLUTION: An oscillator 11 is formed in such a manner that the ON-time ratio of a pulse signal to drive the first semiconductor switching element 3 and the second semiconductor switching element 6 can be set. In this way, the ON-time ratio can be set to realize zero voltage operation at all times for pulsating DC voltage. Input voltage detecting means 13, output command means 16 and reference voltage generating means 15 are provided, and the reference voltage generat-

ing means 15 gives a reference signal to the oscillator 11 in accordance with the output command means 16 and the input voltage detecting means 13 so that the ON-time ratio can be set to realize the zero voltage operation at all times for pulsating DC voltage.

COPYRIGHT: (C)1998,JPO



(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平10-302958

(43)公開日 平成10年(1998)11月13日

(51)Int.Cl.⁵

H 0 5 B 6/68
6/66

識別記号

3 2 0

F I

H 0 5 B 6/68
6/66

3 2 0 A
B

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 15 頁)

(21)出願番号

特願平9-112213

(22)出願日

平成9年(1997)4月30日

(71)出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72)発明者 安井 健治

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(72)発明者 三原 誠

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(72)発明者 別荘 大介

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(74)代理人 弁理士 滝本 智之 (外1名)

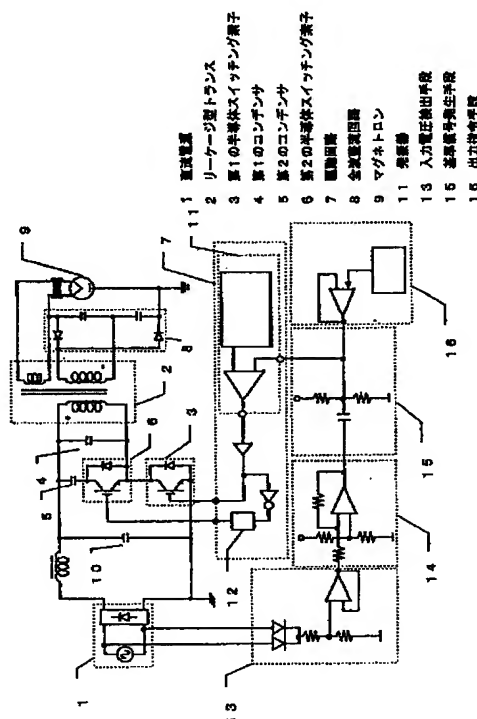
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 高周波加熱装置

(57)【要約】

【課題】 本発明はマグネトロンを用いた高周波加熱装置のマグネトロンの駆動用電源に関するものであり、第1の半導体スイッチング素子3を構成するダイオードに流れる電流を極小化することである。

【解決手段】 本発明の高周波加熱装置のマグネトロン駆動電源は、駆動回路は第1の半導体スイッチング素子3と第2の半導体スイッチング素子6のオン時間比率を任意に設定できるように構成されるため、第1の半導体スイッチング素子3を構成するダイオードの電流を極小化することができる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】商用電源を整流して得られる直流電源と、前記直流電源に接続する、リーケージ型トランスと、前記リーケージ型トランスの1次巻線に直列に接続する第1の半導体スイッチング素子と、前記リーケージ型トランスの1次巻線に並列、または直列に接続する第1のコンデンサと、前記リーケージ型トランスの1次巻線に並列、または直列に接続する第2のコンデンサと第2の半導体スイッチング素子の直列接続体と、前記第1の半導体スイッチング素子と第2の半導体スイッチング素子とを駆動する発振器を有する駆動回路と、前記リーケージ型トランスの2次側に接続する整流回路と、前記整流回路に接続するマグネトロンとを備え、前記発振器は前記第1の半導体スイッチング素子と前記第2の半導体スイッチング素子を駆動するパルス信号のオン時間比率を設定できる構成とした高周波加熱装置。

【請求項2】発振器は周波数設定手段を備え、前記周波数設定手段の出力信号に基づき前記発振器の発振周波数を変化させる構成とした請求項1記載の高周波加熱装置。

【請求項3】入力電圧検出手段と、出力指令手段と、基準電圧発生手段を設け、前記基準電圧発生手段は、前記出力指令手段と前記入力電圧検出手段の出力に基づいて発振器に基準信号を与える構成とした請求項1または2記載の高周波加熱装置。

【請求項4】周波数設定手段は入力電圧検出手段の出力に基づき出力を変化する構成とした請求項3記載の高周波加熱装置。

【請求項5】最低周波数制限手段を設け、発振器は前記最低周波数制限手段によって最低周波数を制限する構成とした請求項2または4記載の高周波加熱装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明はマグネトロンを用いた高周波加熱装置のマグネトロンの駆動用電源に関するものである。

【0002】

【従来の技術】従来の高周波加熱装置について図面を用いて説明する。

【0003】従来の高周波加熱装置は図15に示されるように、一石式電圧共振型回路と呼ばれる回路構成を用いている。19は60Hzあるいは50Hzの商用電源、20は商用電源を全波整流する整流器で商用電源を整流して直流電源を構成する。21は平滑コンデンサ、22は第1のコンデンサ、23はリーケージ型トランス、24は半導体スイッチング素子、25はマグネトロン、26は半導体スイッチング素子24を駆動する発振器を備える駆動回路である。リーケージ型トランス23と第1のコンデンサ22とが共振回路を構成し、この作用により、半導体スイッチング素子24の電圧波形が正弦波状

になる。半導体スイッチング素子24のコレクタ電圧と電流波形は、図16(a)、(b)に示されるようになる。

【0004】この共振回路の効果は、電圧がゼロになってから電流が流れ始めるので、オン時のスイッチング損失(電圧と電流とが重なり合う部分)が低減される。オフ時には電流は急峻に切れるが、電圧が正弦波状に立上るので、その傾きは緩やかになり、オフ時のスイッチング損失が低減される。このように、共振型回路は半導体スイッチング素子のスイッチング損失を低減する効果を有する。しかしながら、このような構成の高周波加熱装置では半導体スイッチング素子24に印加する電圧が図16に示すように共振電圧波形となるため、その最大値が電源電圧の4倍以上の高電圧を発生してしまう。また、半導体スイッチング素子24がオフしている期間はリーケージ型トランス23の1次巻線と第1のコンデンサ22によって決まる共振周期に依存するため、零電圧スイッチングを実現するためには半導体スイッチング素子24に印加する電圧が零となるタイミングを検出してオン信号を与える必要がある。このため制御回路が複雑化するという問題があった。

【0005】そこで、この問題を解決するために本発明に先立って図17に示す高周波加熱装置が考えられた。

【0006】図17において、1は直流電源、4は第1のコンデンサ、5は第2のコンデンサ、6は第2の半導体スイッチング素子、3は第1の半導体スイッチング素子、7は駆動回路、2はリーケージ型トランス、8はコンデンサ8aおよびコンデンサ8bを含む全波倍電圧整流回路、9はマグネトロンである。

【0007】駆動回路7は、その内部に第1の半導体スイッチング素子3と第2の半導体スイッチング素子6の駆動信号をつくるための、発振器11が構成されている。この発振器11で所定周波数とデューティの信号が発生され、第1の半導体スイッチング素子3に駆動信号を与えている。第2の半導体スイッチング素子6には、第1の半導体スイッチング素子3の駆動信号の反転信号に遅延回路12により遅れ時間を持たせた信号が与えられている。

【0008】この回路の動作について図18および図19を参照して説明する。まず、第1の半導体スイッチング素子3がオンしている場合、直流電源1以降の主要回路部分の等価回路は図18(a)のようになり、コレクタ電流 I_c がリーケージ型トランス2の1次巻線を通して第2のコンデンサ5から供給される(図19(a)状態(i))。この時、リーケージ型トランス2の2次側出力は全波倍電圧整流回路のコンデンサ8aを充電し始める。コンデンサ8bには初期電圧 V_{8a} が蓄えられているので、コンデンサ8aの電圧 V_{8b} とが

$$V_{8a} + V_{8b} > V_{cut} \quad (1)$$

V_{cut} : マグネトロンのカットオフ電圧

の関係になるとマグネトロン9を発振させることができ、マグネトロン9に図19(b)のように電流Iaが流れ始める。

【0009】第1の半導体スイッチング素子3がオフすると、等価回路は図18(b)のようになり、リーケージ型トランス2の1次巻線に流れていた電流は第1のコンデンサ4に向かって流れ始める。このとき、リーケージ型トランス2の2次側出力はコンデンサ8bの充電を始める(状態(ロ))。このとき、(1)式を満たすと、再びマグネトロン9を発振を開始し、アノード電流Iaが流れ始める。また、リーケージ型トランス2の1次巻線の電流は図19(c)のようになり、第1の半導体スイッチング素子3の電圧は同図(d)のようにな

る。

【0010】この第1の半導体スイッチング素子3の電圧が第2のコンデンサ5の初期電圧に到達すると、第2の半導体スイッチング素子6を構成するダイオードが導通し、第2のコンデンサ5の充電が開始される。このときの等価回路は図18(c)のようになる。第2のコンデンサ5は第1のコンデンサ4に比べて、その容量値を大きくしてあるので、第1の半導体スイッチング素子3の電圧の傾きが、急激に緩やかになり図19(d)の状態(ハ)に移行する。リーケージ型トランス2の1次側から第2のコンデンサ5に向かって流れていた電流が、反対に、第2のコンデンサ5からリーケージ型トランス2の第1の巻線に向かって流れるようになると、状態(二)に移行する。この時点で、第2の半導体スイッチング素子6を構成するトランジスタをオンさせておく必要がある。任意の時間Tで第2の半導体スイッチング素子6を構成するトランジスタを遮断すると、第1のコンデンサ4からリーケージ型トランス2の第1の巻線に向かって電流が流れ始める状態(ホ)に移行する。この時の第1の半導体スイッチング素子3の電圧の傾きは急になり、第1のコンデンサ4の持つエネルギーによって零に向かって下がっていく。この電圧が零になった時点で、第1の半導体スイッチング素子3を再び駆動させると、状態(イ)から同様な動作を繰り返すことになり、スイッチング損失を低減させるスイッチング動作が実現できる。

【0011】前述した第2のコンデンサの初期電圧は、状態(二)で、第2の半導体スイッチング素子6を任意の時間Tの間、オンすることにより決定される。すなわち、第2の半導体スイッチング素子6のオン時間を長くすることによって、第2のコンデンサ5の初期電圧が下がり、結果として第1の半導体スイッチング素子3の電圧を下げる事ができる。このように、従来の回路構成では実現できなかった、第1の半導体スイッチング素子3のオフ時間、言い換えれば、第2の半導体スイッチング素子6のオン時間を任意に設定することができるように、さらに、第2のコンデンサ5の容量を第1のコン

デンサ4に比べて十分大きな容量値とすることにより、第1の半導体スイッチング素子3の電圧を低減(クランプ)することができる。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、このような構成の高周波加熱装置は以下に挙げる課題がある。

【0013】すなわち、商用電源を整流器で整流し、図20(c)に示すようなほとんど平滑しない脈動の大きい電圧で、回路動作させて、かつ動作周波数を発振器の発する所定の周波数に固定しているため、第1の半導体スイッチング素子3と第2の半導体スイッチング素子6のオン時間比率が電源電圧の全領域において一定の動作となる。このように一定のオン時間で駆動するとマグネトロン9が発振開始または発振停止する時刻(図20

(d)のT4あるいはT6近傍)において零電圧動作し難くなる傾向がある。このため電源電圧の全領域において零電圧スイッチングを実現するためには電源ピーク付近(図20(d)のT5付近)では零電圧動作に対して十分なエネルギーを第1のコンデンサ4に蓄えた状態で第2の半導体スイッチング素子6をターンオフしなければならない。このため、図21に示すように第1の半導体スイッチング素子3を構成するダイオードに流れる電流I₀が大きくなり、所定の電力変換を行う際の第1の半導体スイッチング素子3の電流責務が大きくなる。また、電源電圧が最大値のときに1周期毎に変換する電力が最大となるため、この時にマグネトロン9を流れる電流Iaが高くなり、瞬間的に規格値を超え、マグネトロン9の寿命に悪影響を及ぼすという課題がある。

【0014】

【課題を解決するための手段】商用電源を整流して得られる直流電源と、前記直流電源に接続される、リーケージ型トランスと、前記リーケージ型トランスの1次巻線に直列に接続される第1の半導体スイッチング素子と、前記リーケージ型トランスの1次巻線に並列、あるいは直列に接続される第1のコンデンサと、前記リーケージ型トランスの1次巻線に並列、あるいは直列に接続される第2のコンデンサと第2の半導体スイッチング素子の直列接続体と、前記第1の半導体スイッチング素子と第2の半導体スイッチング素子とを駆動する発振器を有する駆動回路と、前記リーケージ型トランスの2次側に接続される整流回路と、前記整流回路に接続されるマグネトロンと、入力電圧検出手段と、出力指令手段と、基準電圧発生手段を設け、前記基準電圧発生手段は、前記出力指令手段と前記入力電圧検出手段の出力に基づいて発振器に基準信号を与える構成にするとともに、前記発振器は前記基準信号に基づいて前記第1の半導体スイッチング素子と前記第2の半導体スイッチング素子を駆動するパルス信号のオン時間比率を設定することによって、電源電圧の変動に伴って第1の半導体スイッチング素子がオンする時間が変化する。このため脈動す

る直流電圧のすべての時刻において零電圧動作を実現するようなオン時間比率に設定することができるので、第1の半導体スイッチング素子に流れる電流を極小化することができる。

【0015】さらに、発振器は周波数設定手段を備え、前記周波数設定手段の出力信号に基づき、前記発振器の発振周波数を変化させる構成とするとともに最低周波数制限手段を設け、発振器は前記最低周波数制限手段によって最低周波数を制限する構成としたので、動作周波数が可聴周波数帯になることがなくなる。

【0016】

【発明の実施の形態】商用電源を整流して得られる直流電源と、前記直流電源に接続される、リーケージ型トランスと、前記リーケージ型トランスの1次巻線に直列に接続される第1の半導体スイッチング素子と、前記リーケージ型トランスの1次巻線に並列、あるいは直列に接続される第1のコンデンサと、前記リーケージ型トランスの1次巻線に並列、あるいは直列に接続される第2のコンデンサと第2の半導体スイッチング素子の直列接続体と、前記第1の半導体スイッチング素子と第2の半導体スイッチング素子とを駆動する発振器を有する駆動回路と、前記リーケージ型トランスの2次側に接続される整流回路と、前記整流回路に接続されるマグネトロンとを備え、前記発振器は前記第1の半導体スイッチング素子と前記第2の半導体スイッチング素子を駆動するパルス信号のオン時間比率を設定できるよう構成することにより脈動する直流電圧のすべての時刻において零電圧動作を実現するようなオン時間比率に設定することができるので、第1の半導体スイッチング素子に流れる電流を極小化することができる。

【0017】また、発振器は周波数設定手段を備え、前記周波数設定手段の出力信号に基づき、前記発振器の発振周波数を変化させる構成とすることにより脈動する直流電圧のすべての時刻において零電圧動作を実現するようなオン時間比率に設定することができるので、第1の半導体スイッチング素子に流れる電流を極小化することができる。

【0018】さらに、入力電圧検出手段と、出力指令手段と、基準電圧発生手段を設け、前記基準電圧発生手段は、前記出力指令手段と前記入力電圧検出手段の出力に基づいて発振器に基準信号を与える構成とすることにより脈動する直流電圧のすべての時刻において零電圧動作を実現するようなオン時間比率に設定することができるので、第1の半導体スイッチング素子に流れる電流を極小化することができる。

【0019】また、さらに、周波数設定手段は入力電圧検出手段の出力に基づき出力を変化させる構成とした脈動する直流電圧のすべての時刻において零電圧動作を実現するようなオン時間比率に設定することができるので、第1の半導体スイッチング素子に流れる電

流を極小化することができる。

【0020】また、さらに、最低周波数制限手段を設け、発振器は前記最低周波数制限手段によって最低周波数を制限する構成とした脈動する直流電圧のすべての時刻において零電圧動作を実現するようなオン時間比率に設定することができるので、第1の半導体スイッチング素子に流れる電流を極小化することができるとともに、動作周波数が可聴周波数帯以下になることがなくなる。

10 【0021】以下、本発明の実施例について図面を参照して説明する。

（実施例1）図1は本発明の実施例のマグネトロン駆動用電源の回路図である。図1において、従来例と同一符号のものは同一の構成要素であり詳細な説明は省略する。

【0022】また、図2は、第2の半導体スイッチング素子6と第2のコンデンサ5の直列接続体をリーケージ型トランス2の1次巻線に対し直列に接続し、第1のコンデンサ4をリーケージ型トランス2の1次巻線に対し並列に接続した例であり、回路動作としては図3（a）（b）（c）に示すように動作モードが区分され図1の例と同様の作用を有する。

【0023】また、一方、図4は第2の半導体スイッチング素子3と第2のコンデンサ5の直列接続体をリーケージ型トランス2の1次巻線に対し並列に接続し、第1のコンデンサ4をリーケージ型トランス2の1次巻線に対し直列に接続した例であり、回路動作としては図5（a）（b）（c）に示すように動作モードが区分され図1あるいは図2の例と同様の作用を有する。

30 【0024】また、図6は第2の半導体スイッチング素子6と第2のコンデンサ5の直列接続体をリーケージ型トランス2の1次巻線に対し並列に接続し、第1のコンデンサ4をリーケージ型トランス2の1次巻線に対し並列に接続した例であり回路動作としては図7（a）（b）（c）に示すように動作モードが区分され、図1の例と同様の作用を有する。

【0025】入力電圧検出手段13は商用電源1の電圧をダイオードによって整流し、電源電圧の脈動に同期した電圧を発生する。反転増幅回路14はこの電圧を反転増幅して基準信号発生回路15に電源周期に同期した脈動する信号を与える。基準信号発生手段15は出力指令手段16から与えられる直流値に反転増幅回路14が出力する電源周期に同期した脈動する信号を重畳し、この重畳された信号を発振回路11に基準信号として与える。

【0026】図8は発振器11の詳細な構成を示した回路図である。トランジスタ11aは抵抗11hの値によって決まる所定の電流I1を流す。トランジスタ11b、11cは、トランジスタ11aとカレントミラー回路を構成しているのでI1と同じ電流が流れる。フリッ

フリップフロップ回路11iの出力がLowであるときトランジスタ11d、11e、11fはオフ状態であるので、トランジスタ11bを流れる電流はコンデンサ11gを充電する電流となり、コンデンサ11gの電圧V3は直線的に上昇する。次に、V3が第1の基準電圧V1に到達すると、比較器11jはフリップフロップ回路11iに信号を送り、フリップフロップ回路の出力は、Highとなる。この時、トランジスタ11dはオン状態となるので、トランジスタ11dにはトランジスタ11cを流れる電流と同じ電流I1が流れることになる。また、トランジスタ11e、11fはトランジスタ11dとカレントミラーを構成しているのでそれぞれ電流I1と同じ電流を流そうとする。トランジスタ11bを流れる電流はI1であるのでトランジスタ11e、11fにそれぞれ電流I1を流すためにコンデンサ11gから電流が供給される。この結果、コンデンサ11gは電流I1で放電することになり、直線的に電圧V3が下降する。次に、V3が第2の基準電圧V2まで下降すると比較器11kは、フリップフロップ回路11iに信号を送り、この結果フリップフロップ回路11iの出力はLowとなる。この時、再びトランジスタ11dがオフ状態となるためコンデンサ11gが充電され、V3が上昇する。以上の動作を繰り返しV3には一定周波数の三角波が形成される。比較器11lはこの三角波と基準信号発生手段15から与えられる基準信号とを比較し、パルス信号を発生する。

【0027】図9(a)は商用電源の電圧波形であり、60Hzあるいは50Hzの周波数で変化している。同図(b)は商用電源から入力される電流波形である。同図(c)は商用電源を全波整流した直流電圧波形であり、商用電源の周期に同期して変動する大きなリップルを持つ波形である。また、同図(d)はマグネトロン9を流れる電流Iaの波形を示しており、前述したように高圧整流回路8の出力電圧がマグネトロン9のカットオフ電圧を超えると電流が流れ始める。また、同図(e)は発振器11がつくる三角波と基準信号発生手段15の出力する基準信号との関係を示した図である。基準信号発生手段15の出力する基準信号は商用電源に同期しており、商用電源が最大値になる時刻T2において最低となる。図10はT1～T3の各時刻における発振器の出力パルス信号と第1の半導体スイッチング素子を流れる電流および印加電圧を示した図である。発振器11において発生する三角波と基準信号発生手段15が発生する基準信号は前述したような関係にあるので各時刻における発振器11の出力パルス信号の時間幅には以下の関係がある。

$$【0028】 t_1 > t_2 < t_3 \quad (2)$$

ここで1周期当たりの伝送電力を考えると次式がなりたつ。

$$【0029】 P = E^2 \times t^2 / 2 \times L \times T \quad (3)$$

E；電源電圧

T；1周期の時間

t；第1の半導体スイッチング素子がオンしている時間
本実施例のように基準信号発生手段15の出力信号を電源電圧に同期して変化させることによって、一定のオン時間で第1の半導体スイッチング素子を駆動している時に比べて商用電源のピーク点(時刻T2)での伝送電力を下げるができる。また、ピーク点から外れた時刻(時刻T1またはT3)では、逆に伝送電力を上げることができる。従って、時刻T2において第1の半導体スイッチング素子が零電圧スイッチング動作するために必要な最低限の時間幅t1であっても電源電圧の全領域において零電圧動作を安定に行うことができ、第1の半導体スイッチング素子を構成するダイオードを流れる電流を極小にすることができる。このため第1の半導体スイッチング素子の電流責務を極小に押さえることができるという効果を有する。また、ピーク点での伝送電力が抑制されるためマグネトロンを流れる電流は図9(c)のようになり最大値をマグネトロンの規格値以内に押さえることができる。

【0030】(実施例2)図11において図1と同一の構成要素には同一の符号を付している。また、第2の半導体スイッチング素子6と第2のコンデンサ5の直列接続体と第1のコンデンサ4の接続についての組み合わせが第1の実施例と同様に考えられるが、すでに実施例1において述べたようにそれぞれ同一の作用を有するので本実施例においてはその説明は省略する。

【0031】発振器11は周波数設定手段を備えており電源電圧検出手段の出力に応じて発振器11の発振周波数を変化させるように作用する。図12は発振器の詳細な構成を示す回路図であり図8と同一の機能を有する構成要素には同一の記号を付している。トランジスタ11mは電源電圧検出手段の出力信号をベース端子に入力する構成としているため、抵抗11hの両端にかかる電圧V4は

$$V_4 = V_5 - V_{BE} \quad (4)$$

V_{BE} ；トランジスタ11mのベースエミッタ間電圧

となる。トランジスタ11aを流れる電流I1とV4には

$$I_1 = V_4 / R(11h) \quad (5)$$

R(11h)；抵抗11hの抵抗値

という関係が成立する。従って、V5を可変することによってコンデンサ11gの充放電電流が変化するので三角波の周波数がこれに応じて変化することになる。従って発振器11の出力するパルス信号の周波数もこれに伴って変化する。一方、1周期当たりの伝送電力は前述したように(3)で示される。これを第1の半導体スイッチング素子が1周期中にオンしている時間比率Dと動作周波数で表すと

$$P = E^2 \times D^2 / (2 \times F) \quad (6)$$

D ; 第 1 の半導体スイッチング素子がオンしている時間
比率 $D = t / T$

F ; 周波数 $F = 1 / T$

となる。周波数設定手段は電源電圧検出手段の出力によって動作周波数を設定するように構成しているため、電源電圧が最大値から外れるにつれ、動作周波数を減ずるように働く。従って、電源電圧の最大値から外れた時刻での伝送電力を増加することができる。このため電源電圧の全領域において零電圧スイッチング動作を実現し易くなる。また、電源電圧が最大となる時刻から外れた時刻での伝送電力を増加することができるので電源電圧が最大となる時刻での伝送電力を抑制でき、マグネトロンを流れる電流の最大値を抑制することができる。このためマグネトロンを流れる電流を規格値以内に抑制することができる。

【0032】（実施例 3）図 13 において前述の実施例と同一の構成要素には同一の符号を付している。また、前述の実施例 1 または実施例 2 と同様、第 2 の半導体スイッチング素子 6 と第 2 のコンデンサ 5 の直列接続体と第 1 のコンデンサ 4 の接続の組み合わせが考えられるが、すでに前述の実施例でも述べているので本実施例においてはその説明は割愛する。発振器 11 は最低周波数制限手段を備えており、発振器の発振周波数が所定の値以下にならないように周波数の下限を制限するように作用する。図 14 は発振器 11 の詳細な回路図であり、前述の実施例と同一の構成要素は同一の符号を付している。トランジスタ 11n はトランジスタ 11m のベース電圧が V6 以下になろうとするとオン状態となり、抵抗 11o、11p によって定まる電圧 V6 と V5 の間には $V5 = V6 - V_{BE(11n)}$ (7)

（ただし、 $V6 > V5$ ）

$V_{BE(11n)}$; トランジスタ 11n のベースエミッタ間電圧

このためトランジスタ 11m のベース電圧は（7 式）で示される値以下にならない。このため抵抗 11h の電圧 V4 も最低値が制限されることになり、トランジスタ 11a を流れる電流 I1 の最低値も同じように制限される。従って、コンデンサ 11g を充放電する電流は I1 であるため、その最低値が制限されることになる。この結果、発振器 11 で作られる三角波の最低周波数が制限されることになる。これは言い換えると第 1 および第 2 の半導体スイッチング素子がオンオフする周波数の最低値が制限されることになる。そこでこの周波数が可聴周波数定である 20 kHz 以下にならないように I1 の値とコンデンサ 11g の容量を選択することによって、第 1 および第 2 の半導体スイッチング素子がオンオフする際に生じるスイッチング音を聞こえなくすることができる。

【0033】

【発明の効果】以上のように本発明によれば、商用電源を整流して得られる直流電源と、前記直流電源に接続さ

れる、リーケージ型トランスと、前記リーケージ型トランスの第 1 の巻線に直列に接続される第 1 の半導体スイッチング素子と、前記リーケージ型トランスの第 1 の巻線に並列、あるいは直列に接続される第 1 のコンデンサと、前記リーケージ型トランスの第 1 の巻線に並列、あるいは直列に接続される第 2 のコンデンサと第 2 の半導体スイッチング素子の直列接続体と、前記第 1 の半導体スイッチング素子と第 2 の半導体スイッチング素子とを駆動する発振器を有する駆動回路と、前記リーケージ型トランスの 2 次側に接続される整流回路と、前記整流回路に接続されるマグネトロンとを備え、前記発振器は前記第 1 の半導体スイッチング素子と前記第 2 の半導体スイッチング素子を駆動するパルス信号のオン時間比率を設定できるよう構成することにより、脈動する直流電圧のすべての時刻において零電圧動作を実現するようなオン時間比率に設定することができるようになるので、第 1 の半導体スイッチング素子に流れる電流を極小化することができるという効果を有する。

【0034】さらに、発振器は周波数設定手段を備え、前記周波数設定手段の出力信号に基づき、前記発振器の発振周波数を変化させる構成するとともに最低周波数制限手段を設け、発振器は前記最低周波数制限手段によって最低周波数を制限する構成としたので、動作周波数が可聴周波数帯になることがなくなり、半導体スイッチング素子のスイッチングに伴う雑音を聞こえなくすることができるという効果を有する。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の実施例 1 の高周波加熱装置のマグネトロン駆動用電源の回路図

【図 2】同高周波加熱装置の他のマグネトロン駆動用電源の回路図

【図 3】（a）同マグネトロン駆動用電源において第 1 の半導体スイッチング素子がオンの場合の等価回路図

（b）同マグネトロン駆動用電源において第 1 の半導体スイッチング素子がオフの場合の等価回路図

（c）同マグネトロン駆動用電源において第 2 のコンデンサが充電する場合の等価回路図

【図 4】同高周波加熱装置の他のマグネトロン駆動用電源の回路図

【図 5】（a）同マグネトロン駆動用電源において第 1 の半導体スイッチング素子がオンの場合の等価回路図

（b）同マグネトロン駆動用電源において第 1 の半導体スイッチング素子がオフの場合の等価回路図

（c）同マグネトロン駆動用電源において第 2 のコンデンサが充電する場合の等価回路図

【図 6】同高周波加熱装置の他のマグネトロン駆動用電源の回路図

【図 7】（a）同マグネトロン駆動用電源において第 1 の半導体スイッチング素子がオンの場合の等価回路図

（b）同マグネトロン駆動用電源において第 1 の半導体

スイッチング素子がオフの場合の等価回路図

(c) 同マグネトロン駆動用電源において第2のコンデンサが充電開始する場合の等価回路図

【図8】本発明のマグネトロン駆動用電源の発振器の詳細な回路図

【図9】同マグネトロン駆動用電源の主要回路部の動作波形図

【図10】同マグネトロンの時刻T1、T2、T3における発振器の出力パルスと第1の半導体スイッチング素子の電流、電圧を示す波形図

【図11】本発明の実施例2の高周波加熱装置のマグネトロン駆動用電源の回路図

【図12】同マグネトロン駆動用電源の発振器の詳細な回路図

【図13】本発明の実施例3の高周波加熱装置のマグネトロン駆動用電源の回路図

【図14】同マグネトロン駆動用電源の発振器の詳細な回路図

【図15】従来の高周波加熱装置のマグネトロン駆動用電源の回路図

【図16】同マグネトロン駆動用電源の半導体スイッチング素子の電圧と電流を示す波形図

【図17】従来の他の高周波加熱装置のマグネトロン駆動用電源の回路図

【図18】(a) 同マグネトロン駆動用電源において第1の半導体スイッチング素子がオンの場合の等価回路図

(b) 同マグネトロン駆動用電源において第1の半導体*

* スwitchング素子がオフの場合の等価回路図

(c) 同マグネトロン駆動用電源において第2のコンデンサが充電開始する場合の等価回路図

【図19】同マグネトロン駆動用電源の主要回路部の波形図

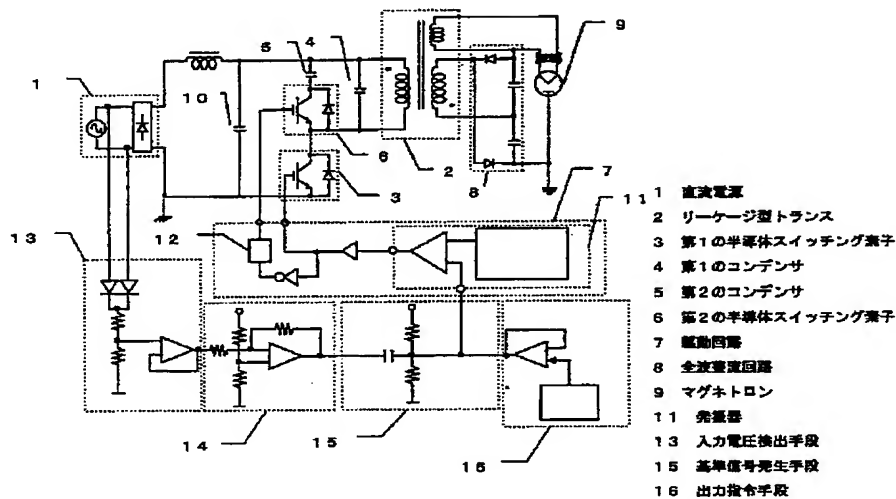
【図20】同マグネトロン駆動用電源の主要回路部の動作波形図

【図21】同マグネトロン駆動用電源の時刻T4、T5、T6における発振器の出力パルスと第1の半導体スイッチング素子の電流、電圧を示す波形図

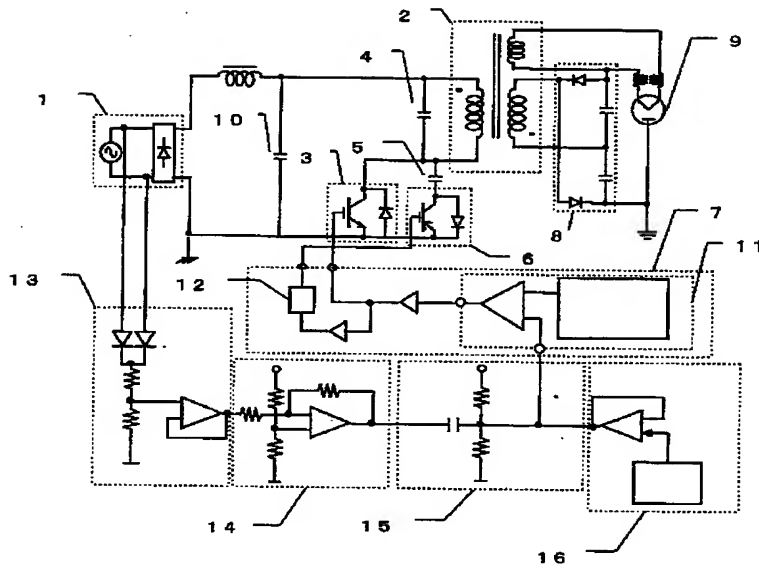
【符号の説明】

- 1 直流電源
- 2 リーケージ型トランス
- 3 第1の半導体スイッチング素子
- 4 第1のコンデンサ
- 5 第2のコンデンサ
- 6 第2の半導体スイッチング素子
- 7 駆動回路
- 8 整流回路
- 9 マグネトロン
- 10 発振器
- 11 入力電力検出手段
- 12 基準信号発生手段
- 13 出力指令手段
- 14 周波数設定手段
- 15 最低周波数制限手段

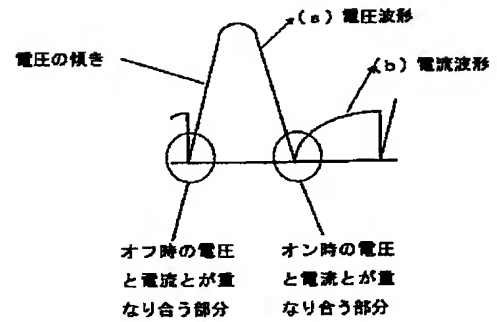
【図1】



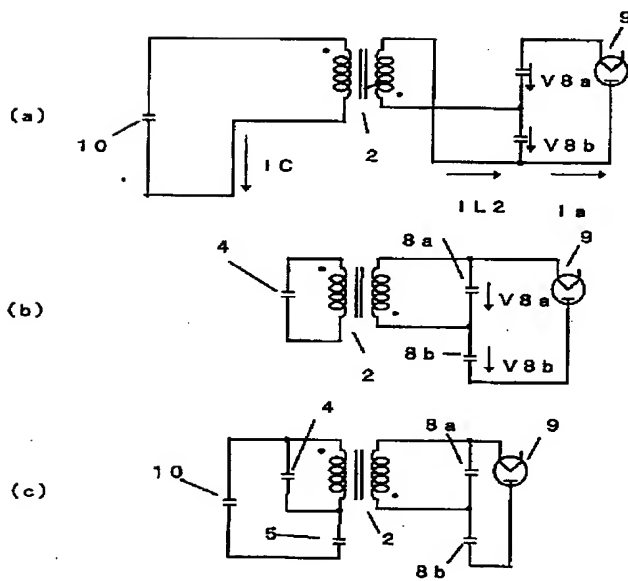
【図2】



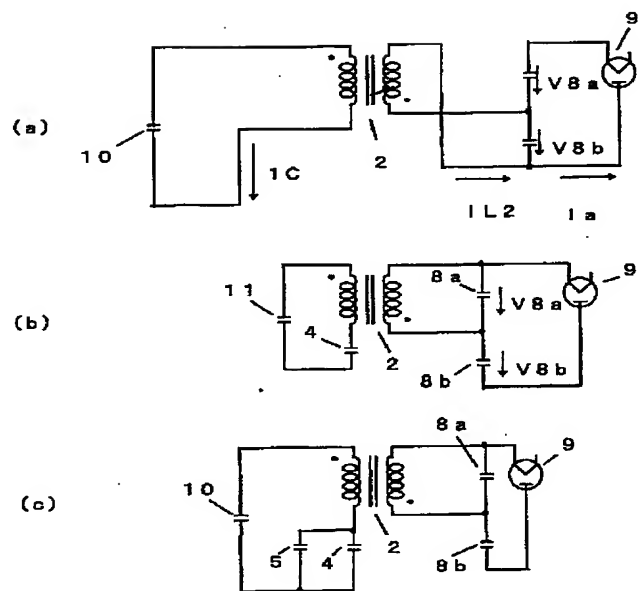
【図16】



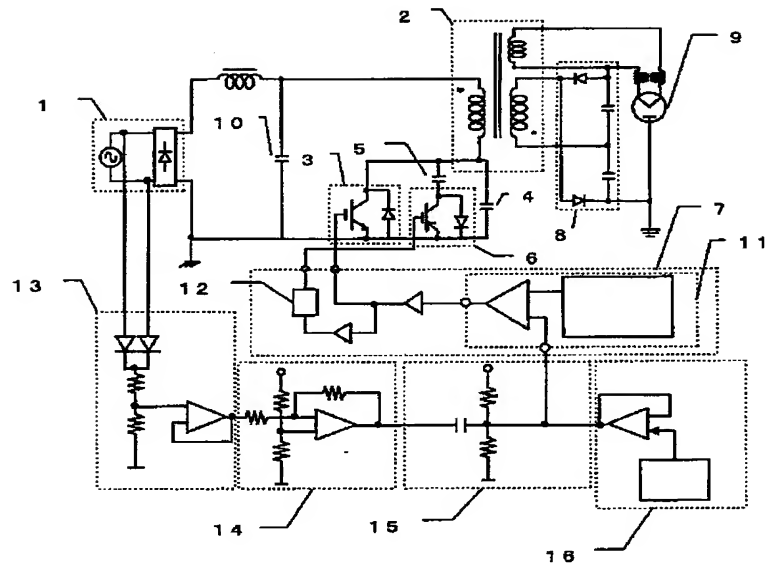
【図3】



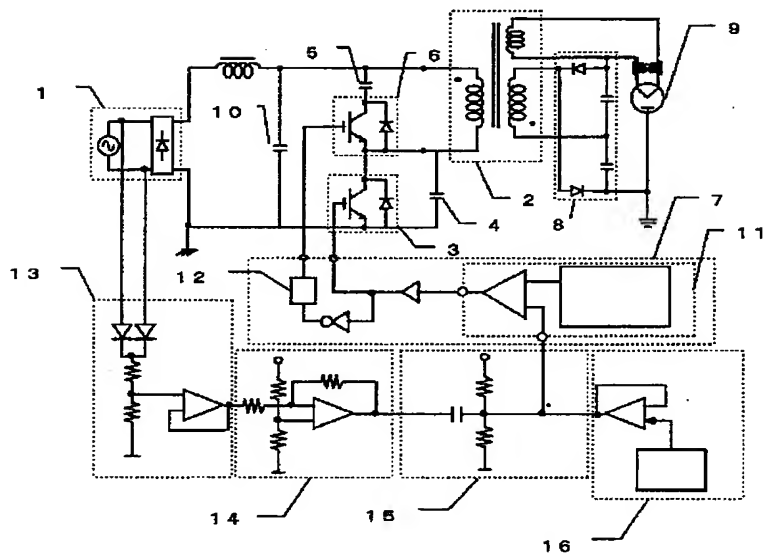
【図5】



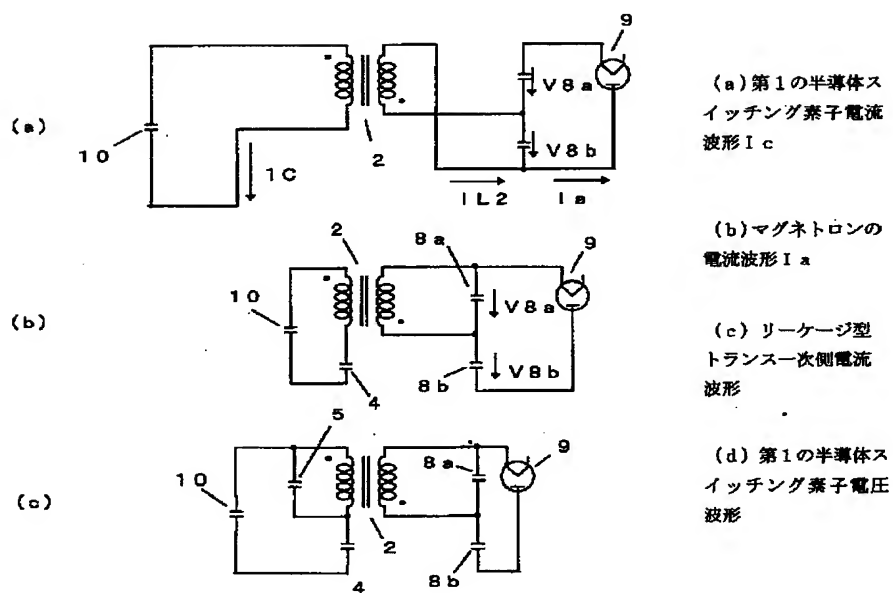
【図4】



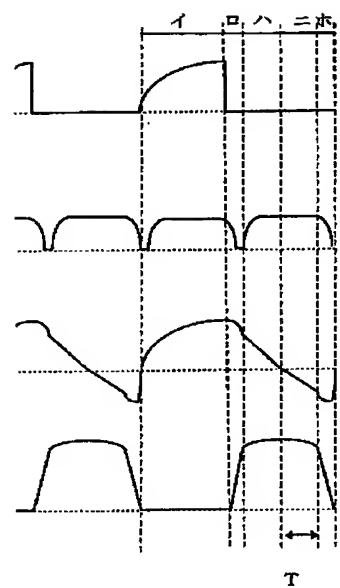
【図6】



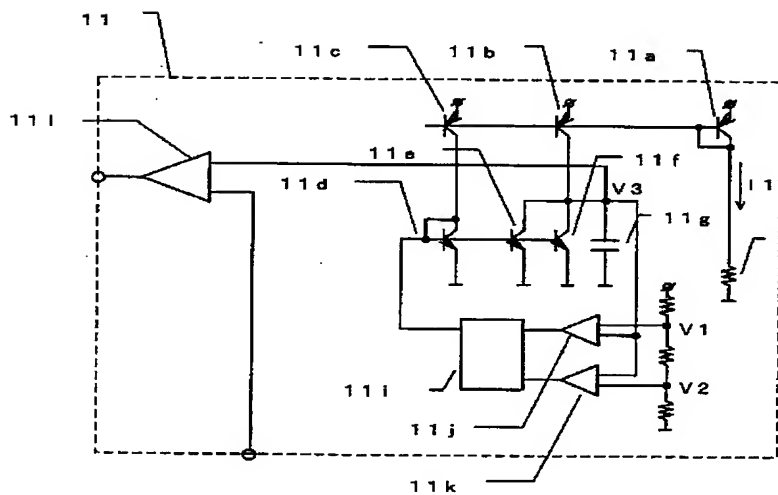
【図7】



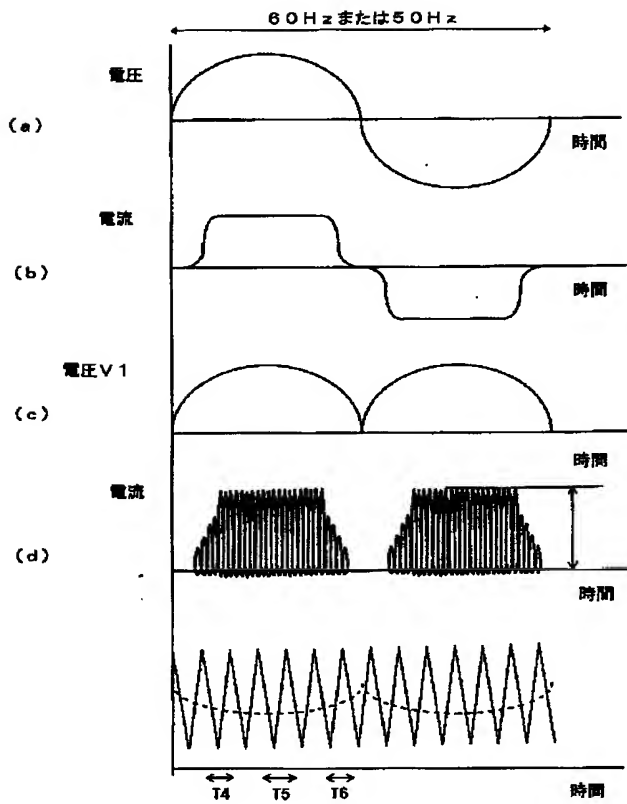
【図19】



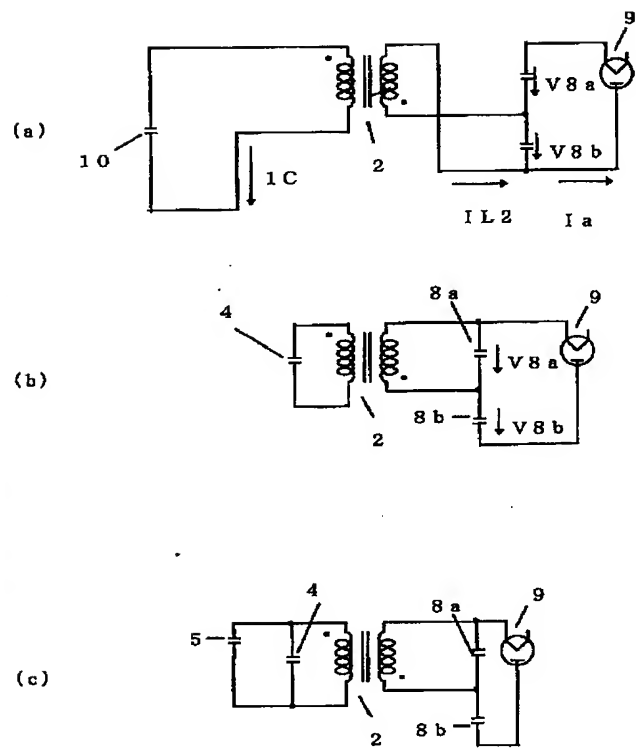
【図8】



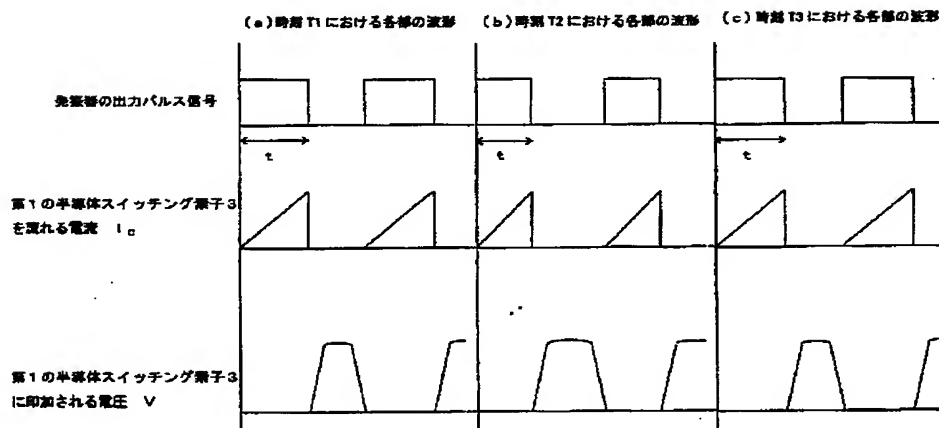
【図9】



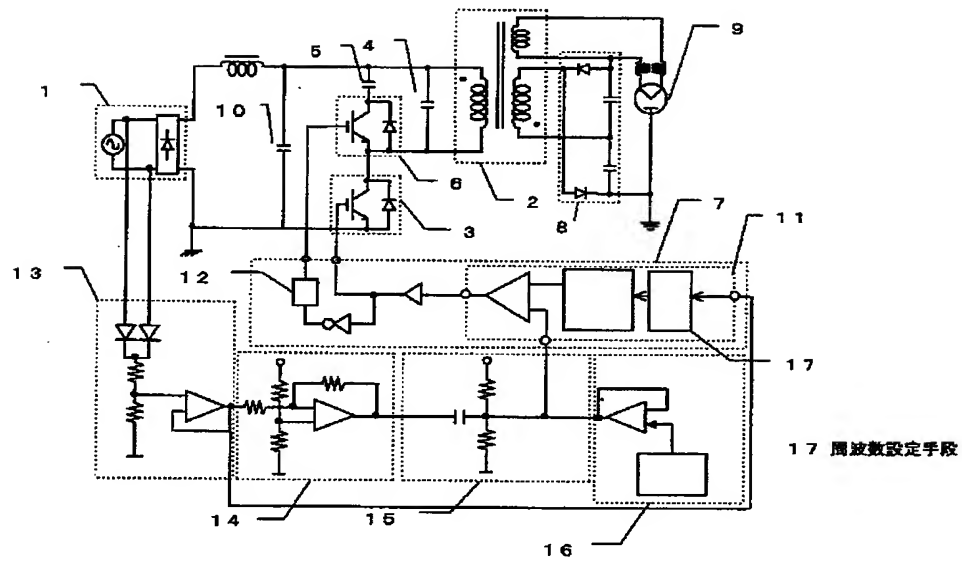
【図18】



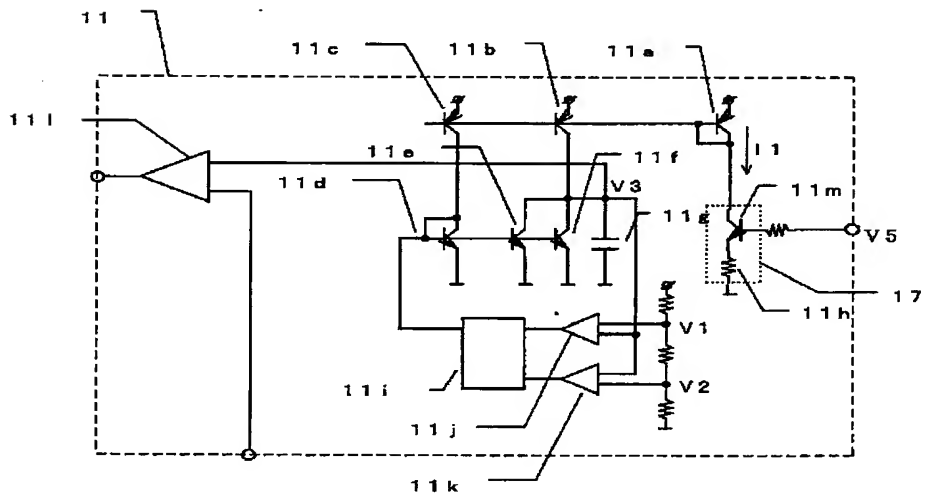
【図10】



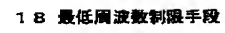
【図11】



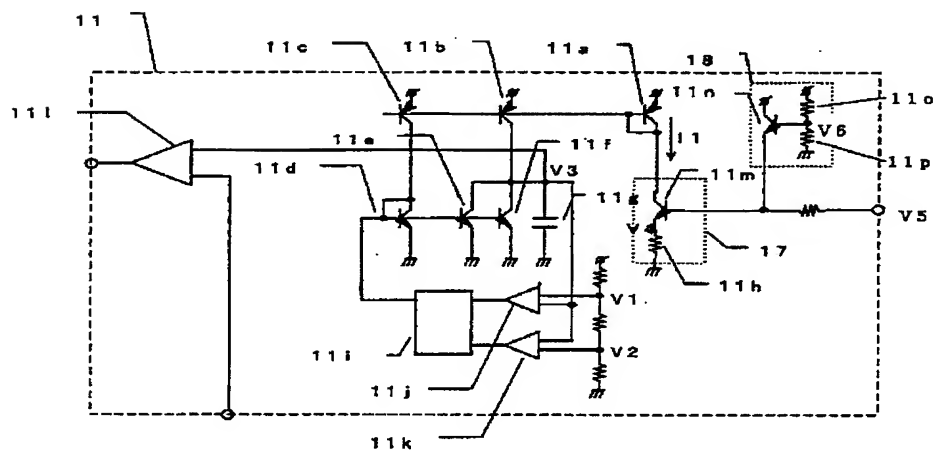
【図12】



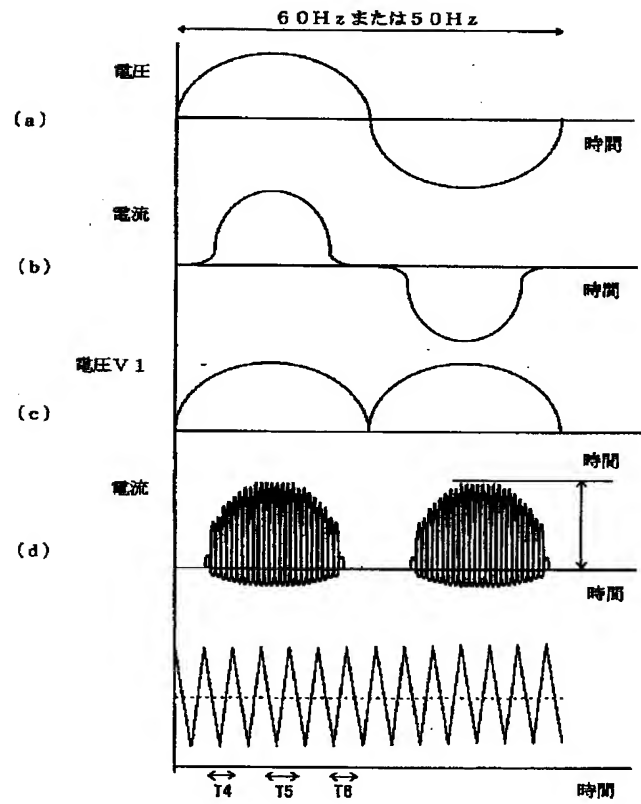
【図 13】



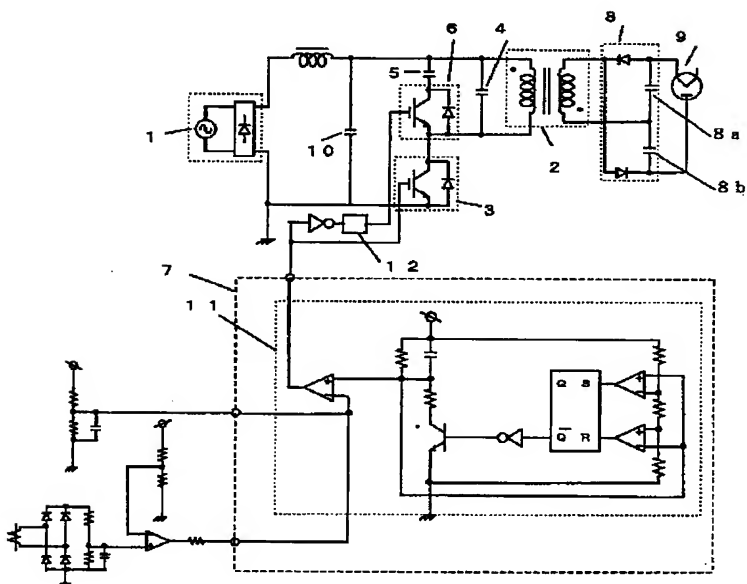
【図 1 4】



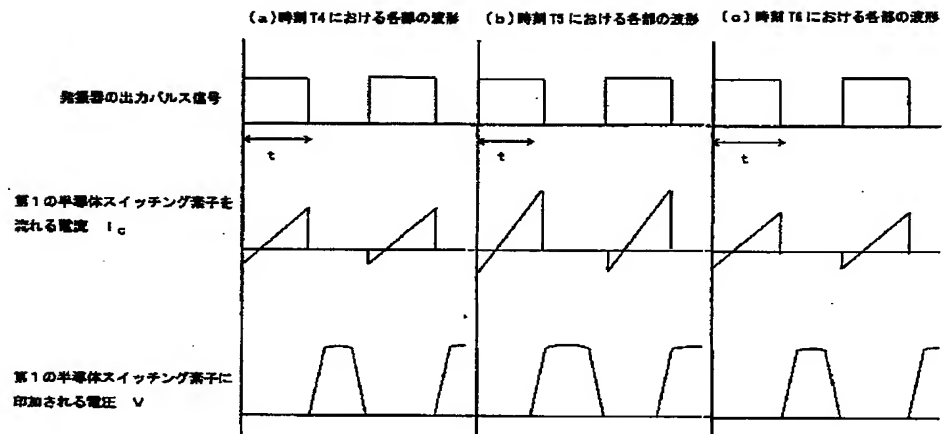
【図 20】



【图 17】



【図21】



フロントページの続き

(72)発明者 末永 治雄
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(72)発明者 石尾 嘉朗
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内